



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of: )  
KIRSCH ET AL. )  
 )  
Serial No. 10/621,030 )  
 )  
Filing Date: July 16, 2003 )  
 )  
For: METHOD AND DEVICE FOR )  
AUTOMATIC CONTROL OF THE )  
FREQUENCY OF A LOCAL )  
OSCILLATOR IN A DS-CDMA TYPE )  
RECEIVER )  
 )


TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT

COMMISSIONER FOR PATENTS  
P.O. BOX 1450  
ALEXANDRIA, VA 22313-1450

Sir:

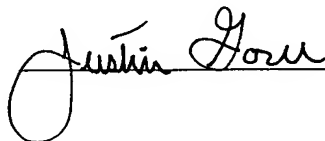
Transmitted herewith is a certified copy of the  
priority European Application No. 02015921.6.

Respectfully submitted,

  
MICHAEL W. TAYLOR  
Reg. No. 43,182  
Allen, Dyer, Doppelt, Milbrath  
& Gilchrist, P.A.  
255 S. Orange Avenue, Suite 1401  
Post Office Box 3791  
Orlando, Florida 32802  
Telephone: 407/841-2330  
Fax: 407/841-2343  
Attorney for Applicant

CERTIFICATE OF MAILING

I hereby certify that this correspondence is being  
deposited with the United States Postal Service as first class  
mail in an envelope addressed to: MAIL STOP COMMISSIONER FOR  
PATENTS, P.O. BOX 1450, ALEXANDRIA, VA 22313-1450, on this  
6th day of August, 2003.





b



**Eur päisches  
Patentamt**

**European  
Patent Office**

**Office européen  
des brevets**

**Bescheinigung**

**Certificate**

**Attestation**

Die angehefteten Unterla-  
gen stimmen mit der  
ursprünglich eingereichten  
Fassung der auf dem näch-  
sten Blatt bezeichneten  
europäischen Patentanmel-  
dung überein.

The attached documents  
are exact copies of the  
European patent application  
described on the following  
page, as originally filed.

Les documents fixés à  
cette attestation sont  
conformes à la version  
initialement déposée de  
la demande de brevet  
européen spécifiée à la  
page suivante.

**Patentanmeldung Nr. Patent application No. Demande de brevet n°**

02015921.6

Der Präsident des Europäischen Patentamts;  
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets  
p.o.

**R C van Dijk**





Anmeldung Nr:  
Application no.: 02015921.6  
Demande no:

Anmeldetag:  
Date of filing: 17.07.02  
Date de dépôt:

Anmelder/Applicant(s)/Demandeur(s):

STMicroelectronics N.V.  
Tower B, 17th Floor,  
World Trade Center,  
Strawinskylaan 1725  
1077 XX Amsterdam  
PAYS-BAS

Bezeichnung der Erfindung/Title of the invention/Titre de l'invention:  
(Falls die Bezeichnung der Erfindung nicht angegeben ist, siehe Beschreibung.  
If no title is shown please refer to the description.  
Si aucun titre n'est indiqué se referer à la description.)

Procédé et dispositif de controle automatique de la fréquence d'un oscillateur  
local d'un récepteur du type DS-CDMA

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed /Priorité(s)  
revendiquée(s)  
Staat/Tag/Aktenzeichen/State/Date/File no./Pays/Date/Numéro de dépôt:

Internationale Patentklassifikation/International Patent Classification/  
Classification internationale des brevets:

H03D/

Am Anmeldetag benannte Vertragstaaten/Contracting states designated at date of  
filing/Etats contractants désignées lors du dépôt:

AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE SK TR

1

B02/1513EP

Société dite : STMicroelectronics N.V.

**Procédé et dispositif de contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA**

Invention de : **Miguel KIRSCH**  
**Friedbert BERENS**

17. Juli 2002

## Procédé et dispositif de contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA

5 L'invention concerne d'une façon générale les systèmes de communication sans fil, notamment ceux destinés à fonctionner selon la norme CDMA, et plus particulièrement le contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA.

10 Dans un système de communication sans fil, une station de base communique avec une pluralité de terminaux distants, tels que des téléphones mobiles cellulaires. Les accès multiples par division de fréquence (FDMA : "Frequency-Division Multiple Access" en langue anglaise) et les accès multiples par division temporelle (TDMA : "Time Division Multiple Access" en langue anglaise) sont les schémas  
15 d'accès multiples traditionnels pour délivrer des services simultanés à un certain nombre de terminaux. L'idée de base sous-jacente aux systèmes FDMA et TDMA consiste à partager la ressource disponible, respectivement en plusieurs fréquences ou en plusieurs intervalles temporels, de telle sorte que plusieurs terminaux peuvent fonctionner  
20 simultanément sans provoquer d'interférence.

Les téléphones fonctionnant selon la norme GSM appartiennent aux systèmes FDMA et TDMA en ce sens que l'émission et la réception s'effectuent à des fréquences différentes et également à des intervalles temporels différents.

25 A l'opposé de ces systèmes utilisant une division de fréquence ou une division temporelle, les systèmes CDMA (Système à accès multiples par division de code; "Code Division Multiple Access" en langue anglaise) permettent aux utilisateurs multiples de partager une fréquence commune et un canal temporel commun en utilisant une  
30 modulation codée. Parmi les systèmes CDMA on peut citer le système CDMA 2000, le système WCDMA ("Wide Band CDMA" en langue anglaise; CDMA large bande) ou la norme IS-95.



Dans les systèmes CDMA, comme il est bien connu par l'homme du métier, un code d'embrouillage ("scrambling code" en langue anglaise) est associé à chaque station de base et permet de distinguer une station de base d'une autre. En outre, un code orthogonal, connu par l'homme du métier sous la dénomination de "Code OVSF", est alloué à chaque terminal distant (comme par exemple un téléphone mobile cellulaire). Tous les codes OVSF sont orthogonaux entre eux, ce qui permet de distinguer un terminal distant d'un autre.

Avant d'émettre un signal sur le canal de transmission à destination d'un terminal distant, le signal a été embrouillé et étalé ("spread" en langue anglaise) par la station de base en utilisant le code d'embrouillage de la station de base et le code OVSF du terminal distant. En conséquence les symboles du signal sont transformés en fragments (« chips »). La fréquence « fragment » (chip rate) est plus élevée que la fréquence symbole (« symbol rate »).

Les systèmes CDMA utilisant des signaux à spectre fréquentiel étalé (spread) sont connus par l'homme du métier sous la dénomination de systèmes DS-CDMA.

L'invention s'applique plus particulièrement aux récepteurs de tels systèmes.

Un tel récepteur comprend, de façon classique, un étage analogique radiofréquence connecté à une antenne pour recevoir un signal d'entrée à spectre fréquentiel étalé.

Classiquement, l'étage radiofréquence comprend un amplificateur faible bruit, et deux voies de traitement comportant des mélangeurs, des filtres et amplificateurs classiques. Les deux mélangeurs reçoivent respectivement de la part d'une boucle à verrouillage de phase comportant un oscillateur local, deux signaux présentant mutuellement une différence de phase de  $90^\circ$ . Après transposition de fréquence dans les mélangeurs, les deux voies de traitement définissent deux flux I et Q (flux direct et flux en quadrature) selon une dénomination bien connue de l'homme du métier. Le signal a alors été transposé dans la bande fréquentielle de

base du signal. Après conversion numérique dans les convertisseurs analogique/numérique, les deux flux I et Q sont délivrés à un étage de traitement de réception qui comprend, de façon classique, un récepteur « Rake » selon une dénomination communément adoptée par l'homme du métier. Le récepteur « Rake », qui équipe par exemple les téléphones mobiles cellulaires fonctionnant dans un système de communication DS-CDMA, est utilisé pour effectuer l'alignement temporel, le désembrouillage, le désétalement et la combinaison des versions retardées des signaux initiaux, de façon à délivrer les flux d'information contenus dans les signaux initiaux.

La transposition fréquentielle du signal reçu en bande de base, conduit la plupart du temps à une imprécision, principalement due à la qualité de l'oscillateur local, provoquant alors une erreur de décalage fréquentiel résiduel.

L'étage de traitement numérique des récepteurs comporte alors généralement un algorithme de contrôle automatique de fréquence (AFC : automatic frequency control) dont le rôle est de minimiser cette erreur de fréquence résiduelle de façon à la ramener à une valeur acceptable qui n'aura pas de conséquence sur le traitement ultérieur du signal.

Plusieurs méthodes de correction fréquentielle existent actuellement.

Des techniques de contrôle automatique de fréquence utilisées dans les communications en bande étroite peuvent être employées pour le contrôle de fréquences après désétalement. On peut citer par exemple

- A.N. D'Andrea and U. Mengali, « Design of quadricorrelators for automatic frequency control systems », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 988-997, Jan. 1993. ;
- M.L. Fowler and J.A. Johnson, « Extending the threshold and frequency range for phase-based frequency estimation », *IEEE Trans. Signal Processing.*, vol. 47, pp. 2857-2863, Oct. 1999. ;

- A. Wannasarnmaytha, S. Hara and N. Morinaga. « Two-step-Kalman-Filter-Based AFC for Direct Conversation-type receiver in LEO satellite Communications », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 246-253, Jan. 2000.

5           Cependant, les performances de ces techniques ne satisfont pas à un certain nombre d'exigences des récepteurs de la troisième génération destinés à fonctionner sous la norme CDMA, comme par exemple une large plage fréquentielle de correction, une correction rapide et une faible complexité de réalisation.

10           Plus précisément, les plages de correction des techniques de contrôle automatique de fréquences utilisées en bande étroite s'avèrent insuffisantes lorsque la fréquence est élevée et que le décalage fréquentiel est de l'ordre de la fréquence symbole (symbol rate) comme par exemple dans les systèmes de communication sans fil de la  
15 troisième génération.

Certes, des techniques de contrôle automatique de fréquence à filtres duals, et à quadricorrélateur équilibré ( A.N. D'Andrea and U. Mengali, « Design of quadricorrelators for automatic frequency control systems », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 988-997, Jan.1993.) ont  
20 des plages de correction de l'ordre de la fréquence symbole. Cependant, ces approches impliquent l'utilisation de filtres compliqués pour supprimer le bruit inductif et requièrent une connaissance précise du canal de transmission.

D'autres techniques de contrôle automatique de fréquence (Jing Lei and Tung-Sang Ng, », *New AFC Algorithm For A Fully-Digital MDPSK DS/CDMA Receiver* », *ISCAS 2001*, vol. 4, pp. 294-297.)  
25 présentent également des plages de correction de l'ordre de la fréquence symbole, mais présentent une très forte complexité de réalisation en raison du fait qu'elles doivent être appliquées avant le  
30 désétalement du signal.

L'invention vise à apporter une solution à ces problèmes.

L'invention a pour but de proposer un contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA présentant une faible complexité de réalisation, fonctionnant au niveau

symbole avec une plage de correction de l'ordre de la fréquence symbole, ce qui est sensiblement le double de la plage de correction des techniques automatiques de contrôle à bande étroite.

5 L'invention a également pour but de proposer un tel contrôle automatique de fréquence qui présente une convergence beaucoup plus rapide et beaucoup plus précise que les contrôles automatiques de fréquence actuels.

10 L'invention propose donc un procédé de contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA, dans lequel on reçoit un signal connu (par exemple un signal « pilote ») à spectre fréquentiel étalé que l'on transforme en un signal numérique échantillonné formé de symboles et à spectre fréquentiel désétalé. On détermine pour chaque symbole une erreur fréquentielle résiduelle, on filtre cette erreur et on corrige la fréquence de  
15 l'oscillateur local avec cette erreur filtrée.

Selon une caractéristique générale de l'invention, on mémorise la première erreur fréquentielle résiduelle déterminée  $f_{e1}$ , on détermine la moyenne des valeurs absolues d'un nombre prédéterminé d'erreurs fréquentielles résiduelles successives, on compare cette moyenne à un  
20 seuil prédéterminé, et si cette moyenne est supérieure audit seuil, on corrige la fréquence de l'oscillateur local avec une erreur égale à  $-\text{sgn}(f_{e1})(1/T - |f_{e1}|)$ , où  $\text{sgn}$  est la fonction " signe ",  $| \quad |$  la fonction valeur absolue et  $T$  la durée d'un symbole, avant de déterminer l'erreur fréquentielle résiduelle suivante associée au  
25 symbole suivant.

Le filtrage des erreurs fréquentielles résiduelles étant avantageusement un filtrage numérique, si la moyenne est supérieure audit seuil, on met alors à 0 la mémoire du filtre numérique avant de filtrer ladite erreur fréquentielle résiduelle suivante.

30 On filtre avantageusement les erreurs fréquentielles résiduelles avec un filtre adaptatif du premier ordre.

Plus précisément, lorsque l'erreur fréquentielle résiduelle estimée est importante, cette erreur estimée n'est à la limite pas filtrée. Ceci conduit à une convergence rapide vers la valeur du

décalage fréquentiel, mais, bien entendu, une fois que cette valeur est atteinte, les oscillations autour de celle-ci sont importantes. Aussi, pour résoudre ce problème, lorsque l'erreur fréquentielle décroît, la bande passante du filtre adaptatif diminue.

5           Ainsi, selon un mode de mise en œuvre, la correction courante appliquée à l'oscillateur local est égale à  $(1-b)$  fois la correction précédente plus  $b$  fois l'erreur fréquentielle résiduelle courante, et le coefficient  $b$  est choisi proche de 1 si l'erreur fréquentielle résiduelle courante est supérieure à une première valeur limite prédéterminée, 10 tandis que le coefficient  $b$  est choisi proche de 0 si l'erreur fréquentielle résiduelle courante est inférieure à une deuxième valeur limite prédéterminée.

A titre indicatif, ladite première valeur limite prédéterminée est par exemple égale à la fréquence symbole divisée par 7.

15           La première et la deuxième valeurs limites peuvent être identiques ou différentes. Dans ce cas, on peut envisager plusieurs valeurs limites intermédiaires entre ces deux valeurs, par exemple stockées dans une table, et permettant une décroissance par paliers de la valeur de  $b$ .

20           L'invention a également pour objet un dispositif de contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA, comprenant une entrée pour recevoir un signal connu à spectre fréquentiel étalé, des moyens de prétraitement aptes à transformer ce signal en un signal numérique échantillonné formé de 25 symboles et à spectre fréquentiel désétalé, des premiers moyens de calcul aptes à déterminer pour chaque symbole une erreur fréquentielle résiduelle, des moyens de filtrage aptes à filtrer cette erreur et des moyens de correction pour corriger la fréquence de l'oscillateur local avec cette erreur filtrée. Selon une caractéristique générale de 30 l'invention, le dispositif comporte en outre une mémoire pour mémoriser la première erreur fréquentielle résiduelle déterminée  $f_{e1}$ , des deuxièmes moyens de calcul aptes à déterminer la moyenne des valeurs absolues d'un nombre prédéterminé d'erreurs fréquentielles résiduelles successives, des moyens de comparaison aptes à comparer

cette moyenne à un seuil prédéterminé, et si cette moyenne est supérieure audit seuil, les moyens de correction corrigent la fréquence de l'oscillateur local avec une erreur égale à  $-\text{sgn}(f_{e1})(1/T - |f_{e1}|)$ , où  $\text{sgn}$  est la fonction " signe ",  $| \quad |$  la fonction valeur absolue et  $T$  la  
 5 durée d'un symbole, avant que les premiers moyens de calcul ne déterminent l'erreur fréquentielle résiduelle suivante associée au symbole suivant.

Selon un mode de réalisation de l'invention, les moyens de filtrage comporte un filtrage numérique, et le dispositif comporte des  
 10 moyens de contrôle aptes, si la moyenne est supérieure au seuil, à mettre à zéro la mémoire du filtre numérique avant de filtrer ladite erreur fréquentielle résiduelle suivante.

L'invention a également pour objet un récepteur du type DS-CDMA, comportant un dispositif de contrôle automatique de fréquence  
 15 tel que défini ci-avant. Un tel récepteur peut être par exemple un téléphone mobile cellulaire.

D'autres avantages et caractéristiques de l'invention apparaîtront à l'examen de la description détaillée de modes de réalisation et de mise en œuvre, nullement limitatifs, et des dessins  
 20 annexés sur lesquels :

- la figure 1 représente schématiquement un mode de réalisation et un dispositif selon l'invention, permettant une mise en œuvre du procédé selon l'invention, et,

- la figure 2 illustre deux courbes montrant l'un des problèmes résolus par l'invention.

 25

Sur la figure 1, la référence TP désigne un téléphone mobile cellulaire appartenant à un système de communication sans fil du type DS-CDMA. L'étage analogique de réception de ce téléphone TP comporte de façon classique un mélangeur MX recevant le signal  
 30 incident de l'antenne, ce mélangeur étant précédé et suivi d'amplificateurs non représentés ici à des fins de simplification.

De même, on a représenté sur la figure 1, à des fins de simplification, une seule des voies de traitement, par exemple la voie de traitement I.

Le signal de transposition de fréquence est issu d'une boucle à verrouillage de phases comportant un oscillateur local commandé en tension et référencé VCO.

5 Après transposition de fréquences dans le mélangeur MX et conversion analogique numérique dans un convertisseur analogique numérique CAN, le signal est un signal numérique en bande de base, échantillonné à une fréquence d'échantillonnage bien supérieure à la fréquence symbole égale à  $1/T$  ( $T$  étant la durée d'un symbole).

10 Ce signal numérique est ensuite délivré à un récepteur Rake RR qui effectue notamment le désétalement fréquentiel (« despreading ») du signal.

Ainsi, si l'on considère que le signal d'entrée du mélangeur est la séquence du signal pilote, le signal  $y(k)$  peut être modélisé, après désétalement de la séquence pilote par la formule (I) ci-dessous.

15

$$y(k) = \beta b(k) A e^{j(\varphi(k) + \Phi(k) + 2\pi f_e k)} + \eta(k) \quad (I)$$

Dans cette formule :

- $A e^{j\varphi(k)}$  est la séquence transmise du pilote,  $A$  étant un réel,
- 20 -  $e^{j\Phi(k)}$  est la distorsion de phase du canal de transmission,
- $b(k)$  est la distorsion d'amplitude du canal,
- $f_e$  est l'erreur fréquentielle résiduelle,
- $\eta(k)$  est un bruit complexe et  $\beta$  est un coefficient réel d'atténuation compris entre 0 et 1 qui décroît lorsque l'erreur
- 25 fréquentielle résiduelle  $f_e$  croît.

L'étage numérique du téléphone mobile TP est alors pourvu d'un dispositif de contrôle automatique de fréquence DAFC, essentiellement réalisé de façon logicielle au sein d'un processeur, et dont le rôle est d'estimer les erreurs fréquentielles successives  $f_e$ ,  
 30 respectivement associées aux symboles successifs, et de contrôler, après conversion numérique analogique dans un convertisseur CNA, l'oscillateur VCO de façon à réduire au maximum cette erreur fréquentielle résiduelle. Plus précisément on corrige la tension de

l'oscillateur de façon à contrôler sa fréquence, c'est-à-dire la fréquence du signal de transposition délivré par cet oscillateur.

Le dispositif DAFC comporte des premiers moyens de calcul MC1, réalisés de façon logicielle, et aptes à déterminer pour chaque  
 5 symbole, une erreur fréquentielle résiduelle  $f_e$ . La détermination de ces erreurs fréquentielles successives s'effectue de façon classique par une autocorrélation de deux symboles consécutifs. Ceci est parfaitement connu de l'homme du métier et on n'y reviendra donc pas plus en détail ici.

10 D'une façon générale, et sauf exception qui sera décrite en détail ci-après, chaque erreur fréquentielle résiduelle est filtrée par un filtre numérique passe-bas FLT.

Des moyens de correction, comportant ici un convertisseur numérique analogique CNA vont ensuite corriger la fréquence de  
 15 l'oscillateur local avec cette erreur filtrée.

Plusieurs cas sont alors à envisager.

Lorsque la première erreur fréquentielle résiduelle déterminée est inférieure à la moitié de la fréquence symbole, c'est-à-dire inférieure à  $1/2T$ , les corrections effectuées par le dispositif DAFC  
 20 sont bonnes et permettent une convergence vers 0 des valeurs absolues des erreurs fréquentielles résiduelles successives.

Ceci n'est pas le cas lorsque la première erreur fréquentielle résiduelle déterminée est supérieure à  $1/2T$ . Ceci étant, l'invention va remédier à ce problème comme on va maintenant le décrire plus en  
 25 détail.

Si l'on considère une séquence du signal pilote désétalé dans le domaine fréquentiel, on observe alors que, puisque la séquence de pilote a une valeur constante et que le procédé de désétalement implique une opération de moyennage et de sous-échantillonnage, le  
 30 procédé dans sa globalité peut être vu comme la convolution dans le domaine temporel de la séquence pilote avec une fonction rectangle sur une longueur temporelle égale à la durée d'un symbole  $T$ , suivie d'un sous-échantillonnage depuis la fréquence fragment (« chip rate ») vers la fréquence symbole  $1/T$ .



Ce procédé conduit dans le domaine fréquentiel à un spectre résultant en le produit d'un dirac (dû à la valeur constante de la séquence pilote) avec une fonction  $(\sin x)/x$  dont le lobe principal a une largeur égale à  $1/T$ , plus toutes les répliques de ce spectre,  
 5 décalées fréquemment de  $k/T$ , et sommées ensemble (pour chaque valeur entière de  $k$ ).

Lorsqu'il y a une erreur de décalage fréquentiel, la densité spectrale obtenue après désétalement n'est pas modifiée mais le dirac correspondant à la séquence pilote est décalé de l'origine d'un  
 10 décalage correspondant à ladite erreur.

Lorsque l'erreur fréquentielle résiduelle est inférieure à  $1/2T$ , il n'y a pas de phénomène de repliement de spectre, et on obtiendra alors la convergence des erreurs successives vers 0, comme indiqué ci-avant.

15 Par contre, lorsque la valeur absolue de l'erreur fréquentielle résiduelle est plus grande que  $1/2T$ , il y a un phénomène de repliement de spectre.

Supposons par exemple, que l'on ait un décalage fréquentiel égal à  $-1/2T - \Delta f$ , avec  $0 < \Delta f < 1/2T$ .

20 En raison du repliement, cette erreur fréquentielle sera interprétée à tort comme étant égale à  $1/2T - \Delta f$ .

Ceci est illustré sur la figure 2 sur laquelle on peut observer la superposition du dirac D1 correspondant à l'erreur fréquentielle égale à  $1/2T - \Delta f$  et du dirac D2 correspondant à l'erreur fréquentielle égale à  
 25  $-1/2T - \Delta f$ .

On observe sur cet exemple qu'il y a également une différence importante de puissance entre le dirac replié D2 et le dirac non replié D1.

30 Avec le signal non replié, l'estimation de l'erreur fréquentielle sera correcte et sa compensation va conduire le dirac D1 à se décaler vers la gauche vers une erreur fréquentielle nulle en suivant la courbe C1 et en augmentant son énergie.

Cependant, compenser l'erreur fréquentielle mal interprétée du signal replié va conduire aussi à décaler le dirac D2 vers la gauche

vers l'origine mais en augmentant l'erreur fréquentielle. Et, cette fois, l'énergie déjà basse du signal va décroître vers 0 en suivant la courbe C2.

5 La décroissance du rapport signal sur bruit du signal replié sera tellement importante que l'estimation de l'erreur fréquentielle sera très mauvaise, ce qui va conduire à de larges variations dans les estimations des erreurs fréquentielles successives.

10 Et, selon l'invention, c'est cette grande variation des erreurs fréquentielles résiduelles qui va être utilisée pour détecter et corriger des erreurs fréquentielles plus grandes que la fréquence de Nyquist, c'est-à-dire plus grandes que  $1/2T$ .

On va maintenant décrire plus en détail ce point en se référant à nouveau plus particulièrement à la figure 1.

15 Le dispositif DAFC comporte des moyens de mémoire MM destinés à mémoriser la première erreur fréquentielle résiduelle déterminée  $f_{e1}$ . Par ailleurs, des moyens de calcul MC3 vont calculer une erreur fréquentielle  $f_{e1}'$  définie par la formule (II) ci-dessous :

$$f_{e1}' = -\text{sgn}(f_{e1})\left(\frac{1}{T} - |f_{e1}|\right) \quad (\text{II})$$

20

Dans cette formule,  $\text{sgn}$  désigne la fonction signe.

25 Par ailleurs, des deuxièmes moyens de calcul MC2 formés d'un bloc « valeur absolue » suivi d'un filtre passe-bas, vont déterminer la moyenne des valeurs absolues d'un nombre prédéterminé d'erreurs fréquentielles résiduelles successives.

Plus précisément, la moyenne courante  $z(k)$  est définie par la formule (III) ci-dessous :

$$z(k) = \frac{1}{2}z(k-1) + \frac{1}{2}|x(k)| \quad (\text{III})$$

30

dans laquelle  $k$  désigne l'itération courante correspondant au symbole courant et  $x(k)$  est l'erreur fréquentielle résiduelle courante fournie par les moyens MC1.

Des moyens de comparaison COMP1 sont aptes à comparer la  
5 moyenne courante délivrée par les moyens de calcul MC2 avec un seuil prédéterminé.

Si cette moyenne est inférieure au seuil, les moyens de comparaison COMP1 délivrent la valeur 0, tandis que si cette moyenne est supérieure au seuil, les moyens COMP1 délivrent la valeur 1.

10 Au bout d'un nombre prédéterminé d'itérations, c'est-à-dire de symboles, par exemple 5 ou 6, on examine le résultat de la comparaison effectuée par les moyens COMP1.

Bien que cette étape soit réalisée de façon logicielle, celle-ci est représentée schématiquement sur la figure 1 par un registre RG  
15 contenant une valeur constante égale à 0, et par un commutateur SW1 capable d'être commuté sur son entrée 0 ou son entrée 1 en fonction de la valeur d'un signal de commande délivré par des moyens de contrôle MCTL.

Plus précisément, tant que l'on n'a pas atteint le nombre  
20 prédéterminé d'itérations, la valeur du signal de commande est égale à 0, ce qui place le commutateur SW1 sur l'entrée correspondante. De ce fait, la valeur 0 est délivrée sur l'entrée de commande d'un deuxième commutateur SW2. Celui-ci est alors positionné sur son entrée 0, ce qui met en relation la sortie du filtre FLT avec le convertisseur  
25 numérique analogique CNA.

Par contre, lorsque le nombre prédéterminé d'itérations est atteint, les moyens de contrôle confèrent la valeur logique 1 au signal de commande commandant le commutateur SW1. Celui-ci se positionne sur son entrée 1. La valeur du signal de commande du  
30 commutateur SW2 est alors fixée par la valeur délivrée par le comparateur COMP1.

Si cette valeur est à 0, correspondant à une moyenne inférieure au seuil, cela signifie qu'il y a convergence des erreurs fréquentielles

résiduelles successives. Par conséquent, la sortie du filtre FLT reste reliée au convertisseur numérique analogique CNA.

Si par contre la valeur logique délivrée par le comparateur COMP1 est à 1, ceci signifie que la moyenne des valeurs absolues des erreurs fréquentielles successives est supérieure au seuil. Il n'y a donc pas convergence. En conséquence, cela signifie, avec une très forte probabilité, que la première erreur fréquentielle résiduelle mémorisée  $f_{e1}$  n'était pas l'erreur fréquentielle réelle mais sa version repliée.

Dans ce cas, le commutateur SW2 est placé sur son entrée 1 et la correction de l'oscillateur local VCO est effectuée avec l'erreur fréquentielle résiduelle  $f_{e1}'$  déterminée par les moyens de calcul MC3.

Une fois cette nouvelle correction appliquée, les erreurs fréquentielles résiduelles suivantes retombent à une valeur inférieure à la fréquence de Nyquist et le cycle normal recommence avec le commutateur SW2 positionné sur l'entrée 0 et le commutateur SW1 positionné sur l'entrée 0. Il y a alors convergence vers 0 des erreurs fréquentielles résiduelles.

Ceci étant, avant de filtrer l'erreur fréquentielle résiduelle déterminée juste après avoir appliqué la correction  $f_{e1}'$ , on remet à 0 la mémoire du filtre FLT.

A titre indicatif, avec un système du type DS-CDMA ayant une fréquence porteuse de 2 GHz et une fréquence symbole du signal piloté de 15 kHz, ce qui conduit à une fréquence de Nyquist de 7,5 kHz, on prend en compte la valeur délivrée par le comparateur COMP1 après 5 itérations et la valeur du seuil est fixée à 500 Hz.

Le filtre numérique FLT est un filtre passe-bas du premier ordre. Plus précisément, l'erreur fréquentielle estimée courante  $c(k)$  délivrée en sortie du filtre (c'est-à-dire la correction courante numérique appliquée à l'oscillateur), est définie par la formule (IV) ci-dessous :

$$c(k) = (1 - b)c(k - 1) + bx(k) \quad (IV)$$

Dans cette formule,  $x(k)$  est l'erreur résiduelle fréquentielle courante déterminée après correction par les moyens de calcul MC1. Par ailleurs,  $b$  est un coefficient compris entre 0 et 1.

5 Ce filtre FLT est un filtre adaptatif en ce sens que le coefficient  $b$  est défini dynamiquement. Plus précisément, à titre d'exemple on compare l'erreur fréquentielle résiduelle déterminée par les moyens de calcul MC1 à une valeur limite prédéterminée, ce que  
10 valeur limite prédéterminée est par exemple égale à la fréquence symbole divisée par 7. Si l'erreur fréquentielle résiduelle est supérieure à cette valeur limite prédéterminée, on choisit le coefficient  $b$  proche de 1, par exemple égal à 1 tandis que le coefficient  $b$  est choisi proche de 0, par exemple égal à 0 si cette erreur fréquentielle  
15 résiduelle est inférieure à la valeur limite prédéterminée.

Ceci permet d'obtenir une convergence rapide vers la valeur cible de l'erreur fréquentielle et d'éviter des oscillations autour de cette valeur cible.

L'invention permet donc de corriger des erreurs fréquentielles  
20 résiduelles dans une plage de correction égale à la fréquence symbole. Il convient de noter à cet égard que si l'erreur fréquentielle résiduelle est proche en valeur absolue de la fréquence de Nyquist, la puissance du dirac décalé est proche de 0 et par conséquent il est très facile d'effectuer une mauvaise estimation de cette erreur fréquentielle. Ceci  
25 étant, ceci n'est absolument pas un problème pour le dispositif selon l'invention. En effet, si l'estimation est complètement fausse, il est pratiquement impossible d'avoir une seconde erreur d'estimation proche de la fréquence de Nyquist et l'on se situera alors dans l'un des deux cas qui ont été évoqués précédemment, c'est-à-dire soit une  
30 erreur fréquentielle résiduelle inférieure à la fréquence de Nyquist, soit supérieure à la fréquence de Nyquist en valeur absolue.

Par ailleurs, tout autre signal de contenu connu autre que le signal pilote, peut convenir pour le contrôle de fréquence selon l'invention.



## REVENDICATIONS

1- Procédé de contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA, dans lequel on reçoit un signal connu à spectre fréquentiel étalé que l'on transforme  
5 en un signal numérique échantillonné formé de symboles et à spectre fréquentiel désétalé, on détermine pour chaque symbole une erreur fréquentielle résiduelle ( $f_e$ ), on filtre (FLT) cette erreur et on corrige la fréquence de l'oscillateur local (VCO) avec cette erreur filtrée, caractérisé par le fait qu'on mémorise la première erreur fréquentielle  
10 résiduelle déterminée  $f_{e1}$ , on détermine la moyenne des valeurs absolues d'un nombre prédéterminé d'erreurs fréquentielles résiduelles successives, on compare cette moyenne à un seuil prédéterminé, et si cette moyenne est supérieure audit seuil, on corrige la fréquence de l'oscillateur local avec une erreur égale à  $-\text{sgn}(f_{e1})(1/T) = |f_{e1}|$ , où  $\text{sgn}$   
15 est la fonction " signe ",  $| \quad |$  la fonction valeur absolue et T la durée d'un symbole, avant de déterminer l'erreur fréquentielle résiduelle suivante associée au symbole suivant.

2- Procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait que le filtrage des erreurs fréquentielles résiduelles est un filtrage  
20 numérique, et par le fait que si la moyenne est supérieure audit seuil, on met à zéro la mémoire du filtre numérique (FLT) avant de filtrer ladite erreur fréquentielle résiduelle suivante.

3- Procédé selon la revendication 1 ou 2, caractérisé par le fait qu'on filtre les erreurs fréquentielles résiduelles avec un filtre  
25 adaptatif du premier ordre (FLT).

4- Procédé selon la revendication 3, caractérisé par le fait que la correction courante appliquée à l'oscillateur local est égale à  $(1-b)$  fois la correction précédente plus  $b$  fois l'erreur fréquentielle  
30 résiduelle courante, et par le fait que le coefficient  $b$  est choisi proche de 1 si l'erreur fréquentielle résiduelle courante est supérieure à une première valeur limite prédéterminée, tandis que le coefficient  $b$  est choisi proche de 0 si l'erreur fréquentielle résiduelle courante est inférieure à une deuxième valeur limite prédéterminée.

5- Procédé selon la revendication 4, caractérisé par le fait que ladite valeur limite prédéterminée est égale à la fréquence symbole divisée par sept.

5 6- Dispositif de contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA, comprenant une entrée pour recevoir un signal connu à spectre fréquentiel étalé, des moyens de prétraitement (MX, CAN) aptes à transformer ce signal en un signal numérique échantillonné formé de symboles et à spectre fréquentiel désétalé, des premiers moyens de calcul (MC1) aptes à  
10 déterminer pour chaque symbole une erreur fréquentielle résiduelle ( $f_e$ ), des moyens de filtrage (FLT) aptes à filtrer cette erreur et des moyens de correction (CNA) pour corriger la fréquence de l'oscillateur local (VCO) avec cette erreur filtrée, caractérisé par le fait qu'il comporte en outre une mémoire (MM) pour mémoriser la première  
15 erreur fréquentielle résiduelle déterminée  $f_{e1}$ , des deuxièmes moyens de calcul (MC2) aptes à déterminer la moyenne des valeurs absolues d'un nombre prédéterminé d'erreurs fréquentielles résiduelles successives, des moyens de comparaison (COMP1) aptes à comparer cette moyenne à un seuil prédéterminé, et si cette moyenne est  
20 supérieure audit seuil, les moyens de correction corrigent la fréquence de l'oscillateur local avec une erreur égale à  $-\text{sgn}(f_{e1})(1/T - |f_{e1}|)$ , où  $\text{sgn}$  est la fonction " signe ",  $| \quad |$  la fonction valeur absolue et T la durée d'un symbole, avant que les premiers moyens de calcul (MC1) ne déterminent l'erreur fréquentielle résiduelle suivante associée au  
25 symbole suivant.

7- Dispositif selon la revendication 6, caractérisé par le fait que les moyens de filtrage comporte un filtrage numérique (FLT), et par le fait que le dispositif comportent des moyens de contrôle (MCLT) aptes, si la moyenne est supérieure au seuil, à mettre à zéro la  
30 mémoire du filtre numérique (FLT) avant de filtrer ladite erreur fréquentielle résiduelle suivante.

8- Dispositif selon la revendication 6 ou 7, caractérisé par le fait que les moyens de filtrage comportent un filtre adaptatif du premier ordre (FLT).



5           9- Dispositif selon la revendication 8, caractérisé par le fait que la correction courante appliquée à l'oscillateur local est égale à  $(1-b)$  fois la correction précédente plus  $b$  fois l'erreur fréquentielle résiduelle courante, et par le fait que le coefficient  $b$  est choisi proche de 1 si l'erreur fréquentielle résiduelle courante est supérieure à une première valeur limite prédéterminée, tandis que le coefficient  $b$  est choisi proche de 0 si l'erreur fréquentielle résiduelle courante est inférieure à une deuxième valeur limite prédéterminée.

10          10- Dispositif selon la revendication 9, caractérisé par le fait que ladite valeur limite prédéterminée est égale à la fréquence d'échantillonnage divisée par 7.

          11- Récepteur du type DS-CDMA, comportant un dispositif selon l'une des revendications 6 à 10.

15          12- Récepteur selon la revendication 11, caractérisé par le fait qu'il forme un téléphone mobile.



## ABREGE DESCRIPTIF

**Procédé et dispositif de contrôle automatique de la fréquence d'un oscillateur local d'un récepteur du type DS-CDMA**

On reçoit un signal connu à spectre fréquentiel étalé que l'on transforme en un signal numérique échantillonné formé de symboles et à spectre fréquentiel désétalé, on détermine pour chaque symbole une erreur fréquentielle résiduelle  $f_e$ , on filtre FLT cette erreur et on corrige la fréquence de l'oscillateur local VCO avec cette erreur filtrée. On mémorise la première erreur fréquentielle résiduelle déterminée  $f_{e1}$ , on détermine la moyenne des valeurs absolues d'un nombre prédéterminé d'erreurs fréquentielles résiduelles successives, on compare cette moyenne à un seuil prédéterminé, et si cette moyenne est supérieure ou égale audit seuil, on corrige la fréquence de l'oscillateur local avec une erreur égale à  $-\text{sgn}(f_{e1})(1/T - |f_{e1}|)$ , où  $\text{sgn}$  est la fonction « signe »,  $| \quad |$  la fonction valeur absolue et  $T$  la durée d'un symbole, avant de déterminer l'erreur fréquentielle résiduelle suivante associée au symbole suivant.

Référence : Figure 1



1/2

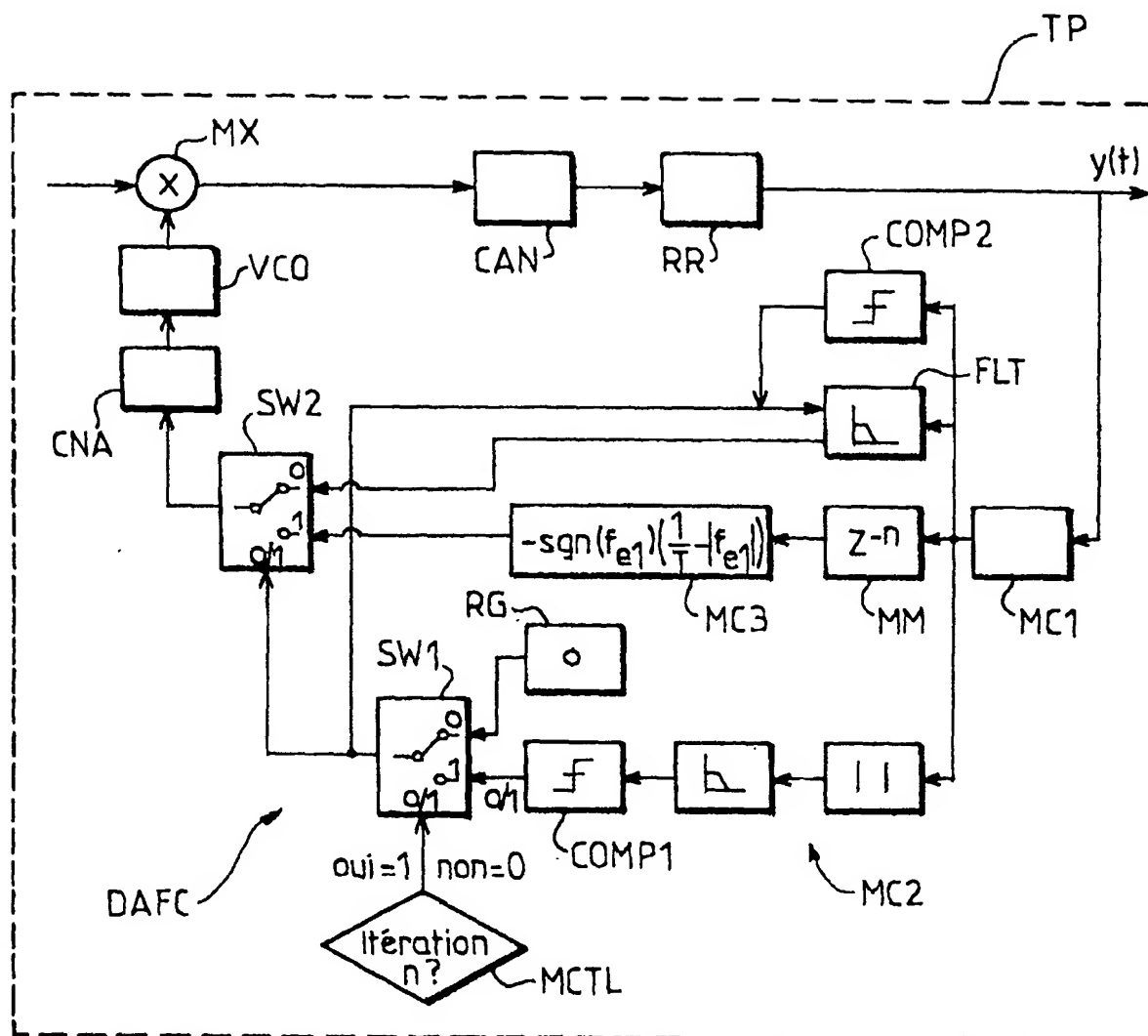
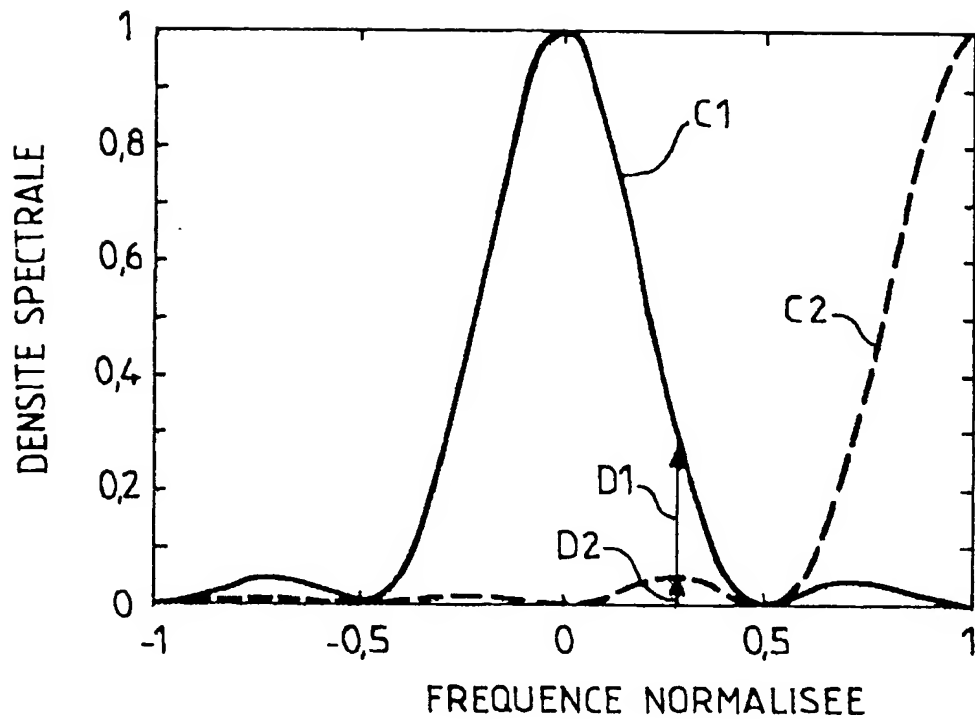


FIG.1

FIG. 2